

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2004-030981

(43)Date of publication of application : 29.01.2004

(51)Int.Cl. H05B 6/50

(21)Application number : 2002-181905

(71)Applicant : MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD

(22)Date of filing : 21.06.2002

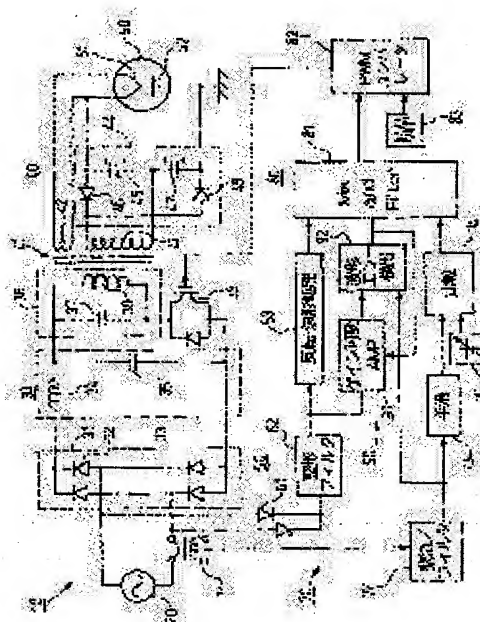
(72)Inventor : SUENAGA HARUO
ISHIO YOSHIKI
YASUI KENJI

(54) POWER CONTROL METHOD AND DEVICE FOR HIGH-FREQUENCY DIELECTRIC HEATING

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a power control method for high-frequency dielectric heating free from an influence from the variation, if any, of kinds of magnetrons or their characteristics or from the temperature variation of an anode of the magnetron.

SOLUTION: An input current of an inverter circuit rectifying a voltage of an alternate current power source (20) and inverting it to an alternate current of a given frequency is detected (71), and the detected current is rectified to find (72) an input current waveform. On the other hand, the alternate current power source voltage is rectified (61), a reference waveform is found (91) by waveform shaping, the difference of the inputted current waveform and the reference waveform is found (92), and difference information and a current control output are mixed by a mixing circuit (81) to convert it into a drive output of a switching transistor (39) of the inverter circuit.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 06.04.2004

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3830144

[Date of registration] 21.07.2006

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2004-30981

(P2004-30981A)

(43) 公開日 平成16年1月29日(2004.1.29)

(51) Int. Cl.⁷

H05B 6/50

F1

H05B 6/50

テーマコード (参考)

3K086

審査請求 未請求 請求項の数 15 O L (全 18 頁)

(21) 出願番号 特願2002-181905 (P2002-181905)
 (22) 出願日 平成14年6月21日 (2002. 6. 21)

(71) 出願人 000005821
 松下電器産業株式会社
 大阪府門真市大字門真1006番地
 (74) 代理人 100105647
 弁理士 小栗 昌平
 (74) 代理人 100105474
 弁理士 本多 弘徳
 (74) 代理人 100108589
 弁理士 市川 利光
 (74) 代理人 100115107
 弁理士 高松 猛
 (74) 代理人 100090343
 弁理士 栗宇 百合子

最終頁に続く

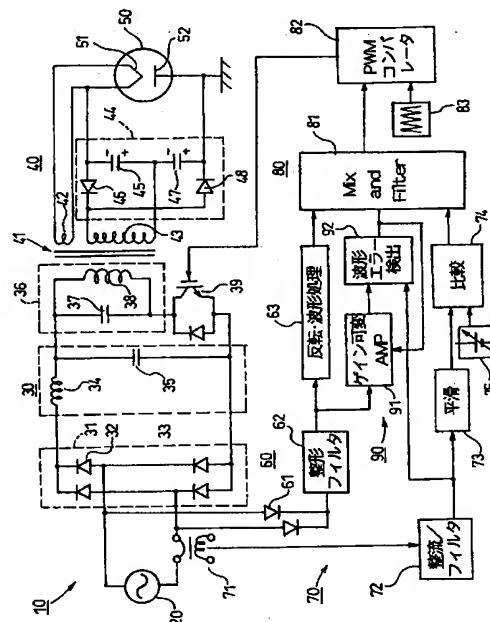
(54) 【発明の名称】 高周波誘電加熱用電力制御方法およびその装置

(57) 【要約】

【課題】 マグネトロンの種類やその特性にバラツキがあっても、またマグネトロンのアノードの温度変動があっても、それらの影響を受けない高周波誘電加熱用電力制御方法を提供する。

【解決手段】 交流電源(20)の電圧を整流して所定周波数の交流に変換するインバータ回路の入力電流を検出し(71)、該検出電流を整流して入力電流波形を求め(72)、一方、前記交流電源電圧を整流し(61)、波形整形して基準波形を求め(91)、前記入力電流波形と前記基準波形との差を求め(92)、該差情報と電流制御出力とをミックス回路(81)でミックスして前記インバータ回路のスイッチングトランジスタ(39)の駆動出力に変換する。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

交流電源電圧を整流し高周波スイッチングして高周波電力に変換するインバータ回路の入力電流を検知して入力電流波形を求め、一方、前記交流電源電圧波形より基準波形を求め、前記入力電流波形と前記基準波形との差を求め、該差情報と電力制御出力とをミックスして前記インバータ回路のスイッチングトランジスタの駆動信号に変換することを特徴とする高周波誘電加熱用電力制御方法。

【請求項 2】

交流電源電圧を整流し高周波スイッチングして高周波電力に変換するインバータ回路の入力電流を検知し、該検出電流を整流して入力電流波形を求め、一方、前記交流電源電圧を整流し、波形整形して基準波形を求め、前記入力電流波形と前記基準波形との差を求め、該差情報と電流制御出力とをミックス回路でミックスして前記インバータ回路のスイッチングトランジスタの駆動出力に変換することを特徴とする高周波誘電加熱用電力制御方法。

10

【請求項 3】

前記基準波形は商用電源電圧波形をゲイン可変アンプを通じて変換して得たものであることを特徴とする請求項 1 又は 2 記載の高周波誘電加熱用電力制御方法。

【請求項 4】

前記基準波形と前記入力電流波形との差情報を前記ゲイン可変アンプの制御入力信号とすることを特徴とする請求項 3 記載の高周波誘電加熱用電力制御方法。

20

【請求項 5】

前記ミックス回路は、前記電流制御出力の高域成分をカットする構成となっていることを特徴とする請求項 1～4 のいずれか 1 項記載の高周波誘電加熱用電力制御方法。

【請求項 6】

前記交流電源電圧を整流し、波形整形した波形を反転して波形処理した信号を補助変調信号として前記ミックス回路に入力することを特徴とする請求項 1～5 のいずれか 1 項記載の高周波誘電加熱用電力制御方法。

【請求項 7】

前記差情報のプラス方向およびマイナス方向に波形を制限するリミッタを設けて、前記ミックス回路に入力することを特徴とする請求項 1～6 のいずれか 1 項記載の高周波誘電加熱用電力制御方法。

30

【請求項 8】

前記入力電流波形を平滑した値と電流基準信号との差である電流エラー信号はその電流増加と下降特性に差を設けることを特徴とする請求項 1～7 のいずれか 1 項記載の高周波誘電加熱用電力制御方法。

【請求項 9】

前記スイッチングトランジスタのコレクタ電圧を所定値に制御するリミッタ機能を前記電流制御出力に加えることを特徴とする請求項 1～8 のいずれか 1 項記載の高周波誘電加熱用電力制御方法。

【請求項 10】

前記差情報の高域成分をカットしてゲイン可変アンプの制御入力信号とすることを特徴とする請求項 1～9 のいずれか 1 項記載の高周波誘電加熱用電力制御方法。

40

【請求項 11】

前記交流電源電圧の低くなる位相のときは前記基準波形信号をゼロに近づける基準信号変換手段を設けることを特徴とする請求項 1～10 のいずれか 1 項記載の高周波誘電加熱用電力制御方法。

【請求項 12】

前記交流電源電圧を整流する整形フィルタ回路に商用電源周波数の高調波歪み成分を減衰させるフィルタを設けることを特徴とする請求項 1～11 のいずれか 1 項記載の高周波誘電加熱用電力制御方法。

50

【請求項 13】

前記基準波形の位相を制御系の遅れ時間を考慮して予め進めておくことを特徴とする請求項 1～12 のいずれか 1 項記載の高周波誘電加熱用電力制御方法。

【請求項 14】

交流電源電圧を整流し高周波スイッチングして高周波電力に変換するインバータ回路の入力電流を検知する電流検知手段と、該電流検知手段の出力を入力電流波形信号に変換する第 1 の波形変換手段と、前記交流電源電圧波形を基準波形信号に変換する第 2 の波形変換手段と、前記第 1 の波形変換手段からの入力電流波形信号と前記第 2 の波形変換手段からの基準波形信号との差を求め波形エラー信号を出力する波形エラー検出回路と、該波形エラー信号と電力制御出力とをミックスして前記インバータ回路のスイッチングトランジスタの駆動信号に変換する駆動信号変換手段とを備えたことを特徴とする高周波誘電加熱用電力制御装置。

10

【請求項 15】

交流電源電圧を整流し高周波スイッチングして高周波電力に変換するインバータ回路の入力電流を検知する電流検知手段と、該電流検知手段からの電流信号を整流する第 1 の整流回路と、前記交流電源電圧を整流する第 2 の整流回路と、該第 2 の整流回路の出力を波形整形する整形回路と、前記整形回路からの出力信号をゲイン可変して基準波形信号を出力するゲイン可変アンプ回路と、前記第 1 の整流回路からの入力電流波形信号と前記ゲイン可変アンプ回路からの基準波形信号との差により波形エラー信号を出力する波形エラー検出回路を備えたことを特徴とする高周波誘電加熱用電力制御装置。

20

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、電子レンジなどのようにマグネトロンを用いた高周波誘電加熱に関するものであり、特にマグネトロンの特性のバラツキや種類、それにマグネトロンのアノードの温度等の差異に影響されない高周波誘電加熱に関するものである。

【0002】

【従来の技術】

従来の公知の高周波加熱装置は、マグネトロンの供給する電力の調節をインバータ制御回路の出力パルス幅によって行っている。信号重畳手段の出力電圧が高くなると前記インバータ制御回路の出力パルス幅は広くなり、マグネトロンの供給する電力は大きくなる構成となっていた。この構成によって信号重畳手段の出力電圧を変えマグネトロンの加熱出力を連続的に変化させることが可能となっていた。

30

また、ヒータはマグネトロンのカソードを兼ねていたので、マグネトロンの電力を供給するトランスは、ヒータにも電力を供給しているため、マグネトロンの電力の変化に応じてヒータに供給する電力も変化していた。このためヒータ温度を適正な範囲に入れようとすると、僅かな加熱出力の変化幅しか取れず、加熱出力を連続的に変えることができない問題があった。

【0003】

これを解決する高周波加熱装置としては、本出願人が先に開発し出願した制御方式（特開平 7-176375 号公報）がある。図 12 はこの制御方式を実施する高周波加熱装置を説明する図である。図 12 において、この加熱制御方式は、マグネトロン 701 と、マグネトロン 701 に 2 次巻電力を供給する高圧整流回路 702 に高圧電力を供給すると同時に前記マグネトロン 701 のヒータ 715 に電力を供給するトランス 703 と、交流電源 704 を整流しそれを所定周波数の交流に変換しトランス 703 に供給するインバータ回路 705 と、インバータ回路 705 の入力電力あるいは出力電力を検知する電力検知手段 706 と、所望する加熱出力設定に対応した出力設定信号を出力する出力設定部 707 と、電力検知手段 706 の出力と前記出力設定信号を比較し所望する加熱出力となるよう電力調節信号の直流レベルをコントロールする電力調節部 708 と、電力検知手段 706 の出力が基準電圧発生手段の出力レベル 718 以上になると出力である発信検知信号が L O

40

50

からHIとなる発信検知手段719と、前記出力設定信号に対応した電圧を発生する比較電圧発生回路716と、出力設定信号をレベル変換回路720によって比較した波形整形信号と、交流電源電圧704を整流する整流回路710の出力を前記波形整形信号と前記発信検知信号に基づいて整形する波形整形回路721と、波形整形回路721の出力信号を前記比較電圧発生回路の出力と比較し小さいときは比較基準電圧を出力し、大きいときは反転増幅する比較回路711と、比較回路711の出力の変動信号を前記電力調節信号に重畳しパルス幅制御信号を出力する信号重畳手段712と、発振回路713と、発振回路713の出力を前記パルス幅制御信号によりパルス幅変調しこの変調出力により前記インバータ回路5を駆動するインバータ制御回路714を備える構成となっている。

【0004】

上記高周波加熱装置は、マグネトロン701に供給する電力の調節をインバータ制御回路714の出力パルスの幅によって行なっている。信号重畳手段712の出力電圧が高くなると前記インバータ制御回路714の出力パルス幅は広くなり、マグネトロン701に供給する電力は大きくなる。この装置において信号重畳手段12の出力電圧を連続的に変えることによってマグネトロン701の加熱出力を連続的に変化させることが可能となっている。

この構成によると、交流電源704の整流電圧を入力し比較回路711へ出力する波形整形回路721によって出力設定に応じて整形される。この波形整形回路721の出力を、加熱出力設定信号に対応したレベルの基準信号を発生する比較電圧発生回路716を基準電圧として持つ比較回路711によって反転増幅し、この反転増幅信号と電力調節部708の出力を重畳することによって、信号重畳手段712の出力信号である前記パルス幅制御信号は、加熱出力設定が高出力時と比較して低出力時には交流電源704の振幅最大付近のレベルはより低くなり、前記マグネトロン非発振部分のレベルはより高くなるため、マグネトロンの電源一周あたりでの発信期間は長くなる。これによりヒータへ供給される電力は大きくなる。さらに高出力時にはインバータの入力電流波形が、エンベロープピーク付近で上に凸であり正弦波の整流波形に近い波形となり、高調波電流が抑えられる。このように、波形整形回路721によりパルス幅制御信号を低出力時にはヒータ電流が多くはいるように、高出力時には電源電流高調波が小さくなるように制御することにより、電源電流高調波を低く抑えなおかつヒータ電流の変化を小さくすることができ、信頼性の高い高周波加熱装置を実現することができる、というものである。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながらこの制御においては、スイッチングトランジスタのON/OFF駆動パルスに、商用電源波形を加工・整形した変調波形を用いてパルス幅変調し、入力電流波形が正弦波に近づくように「見込み制御方式」による波形整形を実施しているので、マグネトロンの特性のバラツキや種類、それにマグネトロンのアノードの温度や電子レンジ内の負荷によるebm（アノード・カソード間電圧）変動、さらに電源電圧変動に対してまでは波形整形が追従しきれていない、ということが判明した。

【0006】

ここで、本発明の動機づけとなったマグネトロンの特性のバラツキや種類について簡単に説明する。マグネトロンのVAK（アノード・カソード電圧）-I_b特性は図13で示すように非線形負荷のため、商用電源の位相に応じてON幅を変調して、入力電流波形を正弦波に近づけて力率向上をさせていた。

そして、マグネトロンのこの非線形特性は、マグネトロンの種類により異なり、またマグネトロン温度や、電子レンジ内の負荷によっても変動するものである。

【0007】

図13はマグネトロンのアノード・カソード印加電圧-アノード電流特性図であり、(a)はマグネトロンの種類による違い、(b)はマグネトロンの給電のマッチングの善し悪しによる違い、(c)はマグネトロンの温度による違い、をそれぞれ示す図であり、また(a)～(c)に共通して縦軸はアノード-カソード間電圧、横軸はアノード電流である

10

20

30

40

50

そこで (a) について見ると、A, B, C は 3 種類のマグネトロンの特性図で、マグネトロン A の場合、VAK が VAK1 (= e b m) になるまでは電流は I A 1 以下の僅かな電流しか流れない。ところが、VAK が VAK1 を超えると電流 I A は急激に増加し始める。この領域では VAK の僅かの違いで I A は大きく変化することとなる。次に、マグネトロン B の場合、VAK2 (= e b m) は VAK1 より低く、さらにマグネトロン C の場合、VAK3 (= e b m) は VAK2 よりさらに低くなっている。このようにマグネトロンのこの非線形特性は、マグネトロンの種類 A, B, C により異なるので、e b m が低いマグネトロンに合わせた変調波形の場合、e b m が高いマグネトロンを使用した時に入力電流波形が歪んでしまった。従来装置ではこれらの問題に対処できなかった。そこで、それらの種類の影響を受けない高周波誘電加熱回路を作ることが課題となっている。

10

【0008】

同じく (b) について見ると、3 種類のマグネトロンの特性図はマグネトロンから見た加熱室のインピーダンスマッチングの良、悪を示している。インピーダンスマッチングが良の場合、VAK1 (= e b m) が最大で、以下悪くなるにしたがって小さくなってゆく。このようにマグネトロンのこの非線形特性は、インピーダンスマッチングの良、不良でも大きく異なるので、それらの種類の影響を受けない高周波誘電加熱回路を作ることが課題となっている。

【0009】

同じく (c) について見ると、3 種類のマグネトロンの特性図はマグネトロンの温度の高低を示している。温度が低い場合、VAK1 (= e b m) が最大で、以下次第に温度が高くなるにしたがって e b m は低くなってゆく。したがって、マグネトロンの温度を低い方に合わせると、マグネトロンの温度が高くなったときに入力電圧波形が歪んでしまうことが起きた。

20

このようにマグネトロンの非線形特性は、マグネトロンの温度の違いでも大きく異なるので、それらの種類の影響を受けない高周波誘電加熱回路を作ることが課題となっている。そして従来回路および前記の回路ではこれらの変動の補償は行っていなかった。

【0010】

そこで、本発明の課題は、マグネトロンの種類やその特性にバラツキがあっても、またマグネトロンのアノードの温度や電子レンジ内の負荷による e b m (アノード・カソード間電圧) 変動、さらに電源電圧変動があっても、それらの影響を受けない高周波誘電加熱方法および装置を提供することにある。

30

【0011】

【課題を解決するための手段】

上記課題を解決するため、請求項 1 記載の高周波誘電加熱用電力制御方法の発明は、交流電源電圧を整流し高周波スイッチングして高周波電力に変換するインバータ回路の入力電流を検知して入力電流波形を求め、一方、前記交流電源電圧波形より基準波形を求め、前記入力電流波形と前記基準波形との差を求め、該差情報と電力制御出力とをミックスして前記インバータ回路のスイッチングトランジスタの駆動信号に変換することを特徴とする。

40

請求項 2 記載の高周波誘電加熱用電力制御方法の発明は、交流電源電圧を整流し高周波スイッチングして高周波電力に変換するインバータ回路の入力電流を検知し、該検出電流を整流して入力電流波形を求め、一方、前記交流電源電圧を整流し、波形整形して基準波形を求め、前記入力電流波形と前記基準波形との差を求め、該差情報と電流制御出力とをミックス回路でミックスして前記インバータ回路のスイッチングトランジスタの駆動出力に変換することを特徴とする。

請求項 3 記載の発明は、請求項 1 又は 2 記載の高周波誘電加熱用電力制御方法において、前記基準波形が商用電源電圧波形をゲイン可変アンプを通じて変換して得たものであることを特徴とする。

請求項 4 記載の発明は、請求項 3 記載の高周波誘電加熱用電力制御方法において、前記基

50

準波形と前記入力電流波形との差情報を前記ゲイン可変アンプの制御入力信号とすることを特徴とする。

請求項 5 記載の発明は、請求項 1 ～ 4 のいずれか 1 項記載の高周波誘電加熱用電力制御方法において、前記ミックス回路が、前記電流制御出力の高域成分をカットする構成となっていることを特徴とする。

請求項 6 記載の発明は、請求項 1 ～ 5 のいずれか 1 項記載の高周波誘電加熱用電力制御方法において、前記交流電源電圧を整流し、波形整形した波形を反転して波形処理した信号を補助変調信号として前記ミックス回路に入力することを特徴とする。

請求項 7 記載の発明は、請求項 1 ～ 6 のいずれか 1 項記載の高周波誘電加熱用電力制御方法において、前記差情報のプラス方向およびマイナス方向に波形を制限するリミッタを設けて、前記ミックス回路に入力することを特徴とする。

10

請求項 8 記載の発明は、請求項 1 ～ 7 のいずれか 1 項記載の高周波誘電加熱用電力制御方法において、前記入力電流波形を平滑した値と電流基準信号との差である電流エラー信号には、その電流増加と下降特性に差を設けることを特徴とする。

請求項 9 記載の発明は、請求項 1 ～ 8 のいずれか 1 項記載の高周波誘電加熱用電力制御方法において、前記スイッチングトランジスタのコレクタ電圧を所定値に制御するリミッタ機能を前記電流制御出力に加えることを特徴とする。

請求項 10 記載の発明は、請求項 1 ～ 9 のいずれか 1 項記載の高周波誘電加熱用電力制御方法において、前記差情報の高域成分をカットしてゲイン可変アンプの制御入力信号とすることを特徴とする。

20

請求項 11 記載の発明は、請求項 1 ～ 10 のいずれか 1 項記載の高周波誘電加熱用電力制御方法において、前記交流電源電圧の低くなる位相のときは前記基準波形信号をゼロに近づける基準信号変換手段を設けることを特徴とする。

請求項 12 記載の発明は、請求項 1 ～ 11 のいずれか 1 項記載の高周波誘電加熱用電力制御方法において、前記交流電源電圧を整流する整形フィルタ回路に商用電源周波数の高調波歪み成分を減衰させるフィルタを設けることを特徴とする。

請求項 13 記載の発明は、請求項 1 ～ 12 のいずれか 1 項記載の高周波誘電加熱用電力制御方法において、前記基準波形の位相を制御系の遅れ時間を考慮して予め進めておくことを特徴とする。

請求項 14 記載の高周波誘電加熱用電力制御装置の発明は、交流電源電圧を整流し高周波スイッチングして高周波電力に変換するインバータ回路の入力電流を検知する電流検知手段と、該電流検知手段の出力を入力電流波形信号に変換する第 1 の波形変換手段と、前記交流電源電圧波形を基準波形信号に変換する第 2 の波形変換手段と、前記第 1 の波形変換手段からの入力電流波形信号と前記第 2 の波形変換手段からの基準波形信号との差を求め波形エラー信号を出力する波形エラー検出回路と、該波形エラー信号と電力制御出力とをミックスして前記インバータ回路のスイッチングトランジスタの駆動信号に変換する駆動信号変換手段とを備えたことを特徴とする。

30

請求項 15 記載の高周波誘電加熱用電力制御装置の発明は、交流電源電圧を整流し高周波スイッチングして高周波電力に変換するインバータ回路の入力電流を検知する電流検知手段と、該電流検知手段からの電流信号を整流する第 1 の整流回路と、前記交流電源電圧を整流する第 2 の整流回路と、該第 2 の整流回路の出力を波形整形する整形回路と、前記整形回路からの出力信号をゲイン可変して基準波形信号を出力するゲイン可変アンプ回路と、前記第 1 の整流回路からの入力電流波形信号と前記ゲイン可変アンプ回路からの基準波形信号との差により波形エラー信号を出力する波形エラー検出回路を備えたことを特徴とする。

40

【 0 0 1 2 】

【発明の実施の形態】

以下、本発明について図面を用いて説明する。

図 1 は本発明に係る高周波加熱装置を説明する図である。

図 1 において、交流電源 20 の交流電圧は 4 個のダイオード 32 から成るダイオードブリ

50

ジ型整流回路 31 で整流され、インダクタ 34 とコンデンサ 35 から成る平滑回路 30 を経て、直流電圧に変換される。その後、コンデンサ 37 とトランス 41 の 1 次巻線 38 から成る共振回路 36 とスイッチングトランジスタ 39 から成るインバータ回路で高周波交流に変換され、トランス 41 を介してその 2 次側巻線 43 に高周波高圧が誘起される。

【0013】

2 次側巻線 43 に誘起された高周波高圧は、コンデンサ 45、ダイオード 46、コンデンサ 47、ダイオード 48 から成る倍電圧整流回路を介して、高電圧がマグネトロン 50 のアノード 52 とカソード 51 間に印加される。また、トランス 41 には 3 次巻線 42 があって、これによりマグネトロン 50 のヒータ（カソード）51 を加熱する。以上がインバータ主回路である。

10

【0014】

次に、インバータのスイッチングトランジスタ 39 を制御する制御回路について説明する。まず、CT などの電流検知手段 71 でインバータ回路の入力電流を検知し、電流検知手段 71 からの電流信号を整流回路 72 で整流し、平滑回路 73 で平滑し、これと、他方の加熱出力設定に対応した出力設定信号を出力する出力設定部 75 からの信号を比較回路 74 で比較する。なお、比較回路 74 は電力の大きさを制御するための比較を行うので、前記入力電流信号の代わりにマグネトロン 50 のアノード電流信号や、あるいはスイッチングトランジスタ 39 のコレクタ電流信号等が入力信号であっても本発明は有効である。

他方、交流電源 20 をダイオード 61 で整流し、整形回路 62 で波形整形する。その後、整形回路 62 からの信号を反転・波形処理回路 63 で反転し、波形処理する。

20

【0015】

整形回路 62 からの出力信号は本発明により設けられた後述のゲイン可変アンプ回路 91 で可変して基準電流波形信号を出力し、整流回路 72 からの入力電流波形信号とこのゲイン可変アンプ回路 91 からの基準波形信号との差を、同じく本発明により設けられた波形エラー検出回路 92 により波形エラー信号として出力する。

【0016】

この波形エラー検出回路 92 からの波形エラー信号と比較回路 74 からの電流エラー信号をミックスアンドフィルタ回路 81（以下、「ミックス回路」という。）でミックスレフィルタリングして ON 電圧信号を出力し、ノコギリ波発生回路 83 からのノコギリ波と PWM コンパレータ 82 で比較して、パルス幅変調し、インバータ回路のスイッチングトランジスタ 39 をオン・オフ制御するものである。

30

【0017】

図 2 はミックス回路 81 の 1 例を示す。ミックス回路 81 の入力端子は 3 つあり、端子 811 に補助変調信号、端子 812 に波形エラー信号、端子 813 に電流エラー信号が加えられ、図のような内部回路でミックスされる。

810 は高周波カットフィルタで、後述するが、高周波成分が不要な電流エラー信号の高周波成分を除去する機能を有する。高周波成分が存在すると波形エラー信号とミックスしたときに波形エラー信号の変動分がきれいに出なくなってしまうからである。

【0018】

（発明の実施の形態 1）

40

発明の実施の形態 1 は、以上のように、ゲイン可変アンプ回路 91 により入力電流の大きさに追従した波形基準を自動的に作成し、この波形基準と、電流検知手段 71 から得られた入力電流波形とを波形エラー検出回路 92 で比較して波形エラー情報を得るようにし、そして得られた波形エラー情報を入力電流制御の出力とミックスして、インバータ回路のスイッチングトランジスタ 39 のオン・オフ駆動信号に変換に使用するものである。

図 3 は本発明の実施の形態 1 により得られる波形を説明する図で、（a）は入力電流が大きい場合、（b）は入力電流が小さい場合であり、また（1）および（2）はそれぞれ波形エラー検出回路 92 の入力側信号（イは基準電流波形、ロは入力電流波形、）と出力側信号（波形エラー）を示している。図において、基準波形は入力電流に追従してその大きさを変化するので、入力電流が大きい場合（a）も、入力電流が小さい場合（b）も、波

50

形エラー検出回路 9 2 の出力側信号（波形エラー）は（2）のようにその波形エラーのみが現れ、波形エラー信号を作成する波形エラー検出回路 9 2 のダイナミックレンジは常に広く保たれることとなり、特性が良くなる。

【0019】

このように、入力電流の大きさに追従した波形基準に入力電流波形が合致するように制御ループが動作するので、マグネトロンの種類やその特性にバラツキがあっても、またマグネトロンのアノードの温度や電子レンジ内の負荷による $e b m$ （アノード・カソード間電圧）変動、さらに電源電圧変動があっても、それらの影響を受けない入力電流波形整形がなされることができる。

【0020】

（発明の実施の形態 2）

発明の実施の形態 2 は、以上のように、商用電源電圧波形を用いてゲイン可変アンプ回路 9 1 を通じて基準波形に変換するようにしており、これによって力率が最良となる。すなわち、商用電源電圧より整流して基準電流信号波形を作るので、商用電源電圧が正弦波に近ければ基準電流信号波形も正弦波に近づくし、また、一般に商用電源電圧には波形歪（特に、正弦波のピーク部がつぶれるといった波形歪）が伴うが、その場合には基準電流信号波形も同じように歪むので、結局どちらの場合にもその波形を基準電流信号波形が備え、これに入力電流波形が近づくこととなり、電源環境に左右されなくなるため力率が良くなる。これに対して、従来より基準電圧をマイコン等で作り出す方式が一般に用いられているが、これでは電源電圧の歪みに対応できないという大きな欠点がある。

【0021】

（発明の実施の形態 3）

実施の形態 3 は、前記差情報をゲイン可変アンプ回路 9 1 にフィードバックするものである。前述のように、基準波形は商用電源電圧波形をゲイン可変アンプ回路 9 1 を通じて変換して得たものであり、そして、この基準波形と電流波形との差情報をさらにゲイン可変アンプ回路 9 1 にフィードバックしてゲイン可変アンプ回路 9 1 のアンプ制御入力信号とすることにより、基準波形はその大きさを電流波形に自動的に追従することができるので、差情報には波形エラーのみが現れ、波形エラー検出回路 9 2 のダイナミックレンジは広く保たれることになり、特性が良くなる。

【0022】

（発明の実施の形態 4）

発明の実施の形態 4 は、前記ミックス回路 8 1 を電流制御出力の高域成分をカットする構成としている。図 4 はその 1 例を示す回路である。8 1 0 は高周波成分カットフィルタで、ミックス回路 8 1 の 3 入力端子のうち、比較器 7 4 からの電流エラー信号を取り入れる端子に、この高周波成分カットフィルタ 8 1 0 を挿入している。高周波成分カットフィルタ 8 1 0 は 1 例として図示のような、抵抗 8 1 4 を真ん中にコンデンサ 8 1 5、8 1 6 を両側から挟む π 型フィルタで構成される。

このようにすることにより、比較器 7 4 からの電流エラー信号の高周波成分が除去され、波形整形に電流エラー信号のノイズが悪影響しないようになり、波形が良くなる。

【0023】

（発明の実施の形態 5）

発明の実施の形態 5 は、前記反転・波形処理回路 6 3 の出力信号を補助変調信号としてミックス回路 8 1 に入力するものである。すなわち、これを行わないときは波形エラー検出回路 9 2 のダイナミックレンジが不足しがちであったが、反転・波形処理回路 6 3 から変調信号を補助変調信号として用いてこれで大まかな変調を行なうようにすることで、波形エラー検出回路 9 2 は細かな波形整形を行うことができるので、精度が向上する。

【0024】

（発明の実施の形態 6）

発明の実施の形態 6 は、前記波形エラー検出回路 9 2 の差情報にプラス方向およびマイナス方向の制限をするリミッタを設けてミックス回路 8 1 に入力するようにしている。図 5

10

20

30

40

50

は本実施の形態を説明する図で、(a)がブロック図、(b)は特性図、(c)は波形図である。図(a)において、921が本実施の形態により波形エラー検出回路92の中に設けられたリミット機能921で、波形エラー検出回路92の入力にゲイン可変アンプ回路91からの基準波形と整流回路72からの入力電流波形が入ると、このリミット機能921を経て波形エラーをミックス回路81へ出力される。

【0025】

図(b)は縦軸は波形エラー値、横軸は入力電流波形である。横軸のI0に基準波形が加えられる。エラー検出特性は図のようにI0を中心に負の勾配の線分L0と、その前後で本実施の形態により設けられる所定のレベルで波形エラーをリミットするリミット直線L1とL2とが続く。

10

【0026】

図(c)は波形図で、(1)は横軸に加わる波形図、(2)は縦軸に現れる波形エラー信号の波形である。(1)においてイが基準波形で、ロが入力電流波形である。ニが外乱であるとする。基準波形イが図(b)の横軸I0に加えられると、入力電流波形ロはこれを中心にして、これより大きいときは図の右側に、小さいときは図の左側に振れ、その振れ位置から垂直に上方へ延びてエラー検出特性線L0との交点が波形エラー値となる。そこで入力電流波形ロが大きすぎるとエラー検出特性線L1と交差するようになり、波形エラーにリミットがかかる。入力電流波形ロが小さすぎる場合も、同じくエラー検出特性線L2と交差することにより、波形エラーにリミットがかかる。

したがって入力電流波形ロに侵入した外乱ニは、リミット機能により波形制限され、波形エラーへのその影響は軽減されることになる。

20

エラー信号がリミット値を超えるような場合というのは経験的にほとんどが外乱によるものであることが分かり、したがってこれが制御系に入ってくると問題なので、本実施の形態により、外乱の影響を軽減することができる。

また、回路が飽和して動作が不安定になることも防止でき、さらに誤差が少ない時のゲインを大きくできるので、入力電流波形がより基準波形に追従することとなり、力率が向上する、という副効果も得られる。

【0027】

(発明の実施の形態7)

発明の実施の形態7は、電流エラー信号は電流増加・下降特性に差を設けるようにしかものである。電流増加・下降特性の差の作り方には、(1)勾配に差を設ける手法と、(2)リミット値に差を設ける手法とがある。

30

図6は本実施の形態に係る電流増加・下降特性に差を設ける手法を説明する図で、(a)はブロック図、(b)は第1の特性図、(c)は第2の特性図である。

図(a)において、741が本実施の形態により比較回路74の中に設けられた増加・下降特性差処理回路で、平滑回路73からの入力電流信号、および出力設定部75からの基準信号が比較回路74の入力側に入ると、この増加・下降特性差処理回路741を経て電流エラーをミックス回路81へ出力される。

【0028】

図(b)において、縦軸は電流エラー値、横軸は入力電流信号である。横軸のI0に基準信号が加えられる。そして本実施の形態により、エラー検出特性は図のように基準信号I0を中心に右側(入力電流が基準信号より大きい側)の線分L1の勾配を α とし、左側(入力電流が基準信号より小さい側)の線分の勾配を β とするとき、

40

$$\alpha > \beta$$

とし、差がe1となった時点で特性L3および特性L4のようにリミットをかけているのが特徴である(従来は $\alpha = \beta$ であった。)

【0029】

これにより、基準信号I0を中心としてこれより大きな入力電流信号が入ると α により大きなエラー信号が得られ、早く制御するのに対して、基準信号I0を中心としてこれより小さな入力電流信号が入った場合には β により小さなエラー信号が得られ、ゆっくり制御

50

することになる。このように両者の間に差を設けることでハンチング（振動）が生じにくくした。

以上のように、本実施の形態によると、入力電流が基準より超えたときは危険なので素早く制御し、入力電流が基準を下回っているときは危険ではないので素早く対応することなく、逆に素早く対応することによるハンチングが起きる弊害を少なくしている。

【0030】

（発明の実施の形態7の変形例）

図（c）は第2の特性図であるリミット値に差を設ける手法を説明する図である。図（c）において、縦軸は電流エラー値、横軸は入力電流信号である。横軸のI0に基準信号が加えられる。そして本実施の形態により、エラー検出特性は図のように基準信号I0を中心

10

に一定勾配 α の線分L1とし、右側（入力電流が基準信号より大きい側）の電流エラーリミット値を e_1 とし、左側（入力電流が基準信号より小さい側）の電流エラーリミット値を e_2 とするとき、

$$e_2 < e_1$$

としているのが特徴である（従来は $e_1 = e_2$ であった。）。

これにより、基準信号I0を中心としてこれより大きな入力電流信号が入ると電流エラー信号は e_1 を大きく設定しているの、制限されることなく大きな信号が得られ、素早く制御されるのに対して、基準信号I0を中心としてこれより小さな入力電流信号が入った場合には電流エラー信号は e_2 に制限されゆっくり制御することになる。このように両者の間に差を設けることでハンチング（振動）が生じにくくなる。

20

以上のように、この手法によっても、入力電流が基準より超えたときは危険なので素早く制御し、入力電流が基準を下回っているときは危険ではないので素早く対応することなく、逆に素早く対応することによるハンチングが起きる弊害を少なくしている。

【0031】

（発明の実施の形態8）

発明の実施の形態8は、スイッチングトランジスタのコレクタ電圧 V_c を所定値に制御する V_c リミッタ機能を電流制御出力に加える構成としている。

図7は発明の実施の形態8に係る V_c リミッタ機能を電流制御出力に加える構成を説明する図で、（a）は構成図、（b）は具体的回路例である。図7（a）において、74は図1の比較回路で、その一方の入力端子には平滑回路73（図1）からの入力電流信号が、他方の入力端子には出力設定部75からの電流基準信号が入力され、入力電流信号と電流基準信号との差が出力端子から電流エラーとして出力される。このような図1に示した回路に発明の実施の形態8によりさらに図7で下方に点線で示す機能追加されたものである。

30

【0032】

図（a）において、740が実施の形態8により設けられたもう1つの比較器側で、その比較器745の一入力端子742にはスイッチングトランジスタのコレクタ電圧信号 V_c が入力され、他の入力端子743にはマグネトロンの非発振時の印加電圧が電圧基準信号 V_2 として入力され、比較器745からは入力端子742の電圧信号 V_c と入力端子743の電圧基準信号の差が出力端子744に出力され、前述の比較回路74の出力と加算されてエラー信号とされる。

40

【0033】

図（b）は比較器の具体的回路例である。2個のトランジスタT1とT2で比較器74を構成し、2個のトランジスタT3とT4で本実施の形態による比較器740を構成している。各トランジスタT1～T4のベースにそれぞれ、電流基準、入力電流、 V_c 、電圧基準の各信号が加えられ、入力電流が電流基準を超えたとき、また V_c が電圧基準を超えたとき、それぞれ抵抗R5の両端に出力を生じ、これが電流エラー信号となる。両比較器共に動作したときは抵抗R5の両端に合成出力を生じ、これが電流エラー信号となる。

【0034】

マグネトロンのカソードが十分温められて発振可能になるまでは、図13に示す特性とは

50

異なる高抵抗と同等の特性を示す。したがって、発振可能になるまで（以下非発振時と記す）のトランス（図1）の3次巻線42からフィラメントに電流を流すためにスイッチングトランジスタ39を動作させている期間は、トランス41の1次巻線38に印加する電圧を制限し、マグネトロンに過電圧が印加されることを防止している。

マグネトロンの非発振時は電圧V2を電圧基準信号とし、スイッチングトランジスタ39のコレクタ電圧信号Vcと比較することによってスイッチングトランジスタ39のコレクタ電圧Vcを所定値に制御するVcリミッタ機能が電流制御出力に加えられることとなり、回路の簡素化となる。なお、マグネトロンの発振時においては、この電圧基準信号は電圧V2より高い電圧V1に切り替えられるので、実質的に無効とされる。

【0035】

（発明の実施の形態9）

発明の実施の形態9は、差情報の高域成分をカットしてゲイン可変アンプの制御入力信号とするものである。これにより安定性が良くなる。

図8は発明の実施の形態9を示すもので、（a）はブロック図、（b）は（a）の高域成分カットフィルタ910の1例である。

発明の実施の形態9によれば、（a）において、ゲイン可変アンプ回路91のアンプ入力側でゲイン可変アンプ内または外に波形エラー検出回路92から出た出力（波形エラー）の高周波成分を除去する高域成分カットフィルタ910を設けているのが特徴である。この高周波成分カットフィルタ910は1例として図示のような、抵抗911を真ん中にコンデンサ912、913を両側から挟むπ型フィルタで構成される。

このようにすることにより、波形エラー検出回路92からの波形エラー信号の高周波成分が除去されて、ゲイン可変に波形エラー信号のノイズが悪影響しないようになり、基準電流波形が波形エラーに対して安定する。また、外乱に対しても強くなる。

【0036】

（発明の実施の形態10）

発明の実施の形態10は、商用電源電圧の低くなる位相のとき、基準波形信号をゼロに近づける基準信号変換手段を設けるようにしている。

図9は本実施の形態によって用いられる基準信号変換回路を説明する図で、（a）はブロック図、（b）は（a）の基準信号変換回路の1例、（c）は波形図で、（1）は基準波形、（2）は波形エラー信号である。

図9（a）において、620が基準信号変換回路で、この基準信号変換回路620は整形フィルタ62とゲイン可変アンプ91との間に挿入され、商用電源電圧の低くなる位相（0度付近、180度付近）は基準波形信号をゼロに近づける働きをする。

【0037】

（b）において、基準信号変換回路620は、トランジスタTr62がVcc電源とゲイン可変アンプ91の入力端子間に接続され、トランジスタTr62のベースとアース間に直流電圧62が挿入され、そして抵抗R62がトランジスタTr62のエミッタとゲイン可変アンプ91の入力端子の接続点の上流に挿入されて成る。

いま、交流の全波整流波形Vsがゲイン可変アンプ91の入力端子に到来すると、Vsの電圧が所定値V2より大きいときはトランジスタTr62はオフとなっており、そのままの全波整流波形が得られる。

ところがVsの電圧が所定値V2より小さくなったときはトランジスタTr62はオンとなり、Vcc電圧が入力端子側に印加されるので、V2以下の波形は現れなくなり所定の低電位分だけ持ち上げられた波形となる。そしてこの波形のレベルをシフトして低電位部分を0に合わせれば所望の波形Vs'が得られる。

【0038】

図（c）の（1）はこの波形Vs'の拡大図で、商用電源電圧の低くなる位相（0度付近、180度付近）は基準波形信号をゼロに近づいている。このような波形を用いることにより制御動作が安定する。なぜなら、商用電源電圧の低くなる位相（0度付近、180度付近）のところでは、元々マグネトロンに電流を流せないのも無理に波形エラー信号を出

10

20

30

40

50

す必要がない。したがって商用電源電圧の低くなる位相のところで基準波形信号をゼロにしておくと、波形エラー信号を出して制御を不安定にする動作が無くなるからである。図 c (2) は従来法による波形エラー信号で、図のように商用電源電圧の低くなる位相 (0 度付近、180 度付近) のところでは動作が不安定になり易く、エラー信号の振幅値 C 1 も大きく生じていた。本実施の形態によれば、この C 1 の部分がハッチングで示すようにカットされてしまうので、動作が安定することとなる。

【0039】

(発明の実施の形態 11)

発明の実施の形態 11 は、前述の整形回路 62 に商用電源周波数の高調波歪成分を減衰させるフィルタの一例としてバンドパスフィルタ 621 を設けて整形フィルタ回路を構成したものである。

10

図 10 は発明の実施の形態 11 を説明する図で、(a) は回路図、(b) はゲインー周波数特性図である。

図 (a) において、621 は整形回路 62 に発明の実施の形態 11 により設けられたバンドパスフィルタで、このバンドパスフィルタ 621 によって商用電源周波数を超える高次数成分を減衰させるようにしている。

(b) はバンドパスフィルタ 621 のゲインー周波数特性を示しており、商用電源周波数の高次数の高調波歪成分はカットされ、一方、低次数成分の高調波歪成分の減衰量は少ない。このことにより、商用電源周波数の低次数の歪み成分は残るので、実施の形態 2 で説明したように、慣用のマイコンによる正弦波基準信号方式と比べて力率が良くなり、また高次数の歪み成分やノイズはカットされるので、動作が安定し、外乱に強くなる。

20

【0040】

(発明の実施の形態 12)

発明の実施の形態 12 は前述の実施の形態 2 における基準波形の位相を制御系の遅れ時間を予め考慮して進めておくようにしている。このようにすることにより、力率が向上する。図 11 は発明の実施の形態 12 を説明する図で、(a) は回路図、(b) 基準波形の進相を説明する図である。

図 (a) において、620 が発明の実施の形態 12 によって設けられたフィルタ回路の一例で、おおまかには抵抗 R 61、R 62 とコンデンサ C 61 で低域成分をカットするハイパスフィルタを構成し、抵抗 R 63、R 64 とコンデンサ C 62 で高域成分をカットするロウパスフィルタを構成し、抵抗 R 61 と R 62 とで直流バイアスを与える構成になっている。

30

上記フィルタにおいて、ロウパスフィルタのカットオフ周波数は電源周波数より高く、ハイパスフィルタのカットオフ周波数は低く設定することで、図 (b) のゲインー周波数特性に示される特性のバンドパスフィルタになる。

また、図 (b) の位相ー周波数特性は、横軸にフィルタに入力される信号の周波数を示し、縦軸にはそれに対する出力信号の位相変化を示したものである。前記したロウパスフィルタは遅相回路、ハイパスフィルタは進相回路なので図に示されるように、電源周波数より高い周波数では位相が遅れ、電源周波数より低い周波数では位相が進んでいるが、位相が 0 度を横切る周波数を電源周波数より若干高くなるように前記カットオフ周波数を設定することで、図のように電源周波数における基準信号の位相を進み量 $\Delta \phi$ だけ進めている。

40

したがって、電源電圧に対して位相を進めた基準信号に、若干の遅れを伴って制御系は追従するので、入力電流波形の位相は電源電圧に合致し、高力率が得られる。

【0041】

【発明の効果】

以上、本発明によれば、交流電源電圧を整流して所定周波数の交流に変換するインバータ回路の入力電流を検知し、該検出電流を整流して入力電流波形を求め、一方、前記交流電源電圧を整流し、波形整形して基準波形を求め、前記入力電流波形と前記基準波形との差を求め、該差情報と電流制御出力とをミックス回路でミックスして前記インバータ回路の

50

スイッチングトランジスタの駆動出力に変換することにより、入力電圧の波形および入力電流の大きさに追従した波形基準に入力電流波形が合致するように制御ループが動作するので、マグネトロンの種類やその特性にバラツキがあっても、またマグネトロンのアノードの温度や電子レンジ内の負荷による $e b m$ (アノード・カソード間電圧) 変動、さらに電源電圧変動があっても、それらの影響を受けない入力電流波形整形がなされることができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明が対象とするマグネatron 駆動電源の構成図である。

【図 2】図 1 のミックス回路 8 1 の 1 例を示す回路図である。

【図 3】発明の実施の形態 1 により得られる波形を説明する図で、(a) は入力電流が大きい場合、(b) は入力電流が小さい場合である。 10

【図 4】発明の実施の形態 4 に係る高域成分をカットする構成例を示す回路図である。

【図 5】発明の実施の形態 6 を説明する図で、(a) がブロック図、(b) は特性図、(c) は波形図である。

【図 6】発明の実施の形態 7 に係る電流増加・下降特性に差を設ける手法を説明する図で、(a) はブロック図、(b) は第 1 の特性図、(c) は第 2 の特性図である。

【図 7】発明の実施の形態 8 に係る $V c$ リミッタ機能を電流制御出力に加える構成を説明する図で、(a) は構成図、(b) は具体的回路例である。

【図 8】発明の実施の形態 9 を説明する図で、(a) はブロック図、(b) は (a) の高域成分カットフィルタ 9 1 0 の 1 例である。 20

【図 9】発明の実施の形態 1 0 によって用いられる基準信号変換回路を説明する図で、(a) はブロック図、(b) は (a) の基準信号変換回路の 1 例、(c) は波形図である。、(1) は基準波形、(2) は波形エラー信号である。

【図 1 0】発明の実施の形態 1 1 を説明する図で、(a) は回路図、(b) はゲインー周波数特性図である。

【図 1 1】発明の実施の形態 1 2 を説明する図で、(a) は回路図、(b) 基準波形の進相を説明する図である。

【図 1 2】本出願人が先に出願した制御方式を実施する高周波加熱装置を説明する図である。

【図 1 3】マグネatron のアノード・カソード印加電圧ーアノード電流特性図であり、(a) はマグネatron の種類、(b) は給電マッチング、(c) はマグネatron の温度をそれぞれ示す図である。 30

【符号の説明】

2 0 交流電源

3 0 平滑回路

3 1 ダイオードブリッジ型整流回路

3 2 ダイオード

3 4 インダクタ

3 5 コンデンサ

3 6 共振回路

3 7 コンデンサ

3 8 1 次巻線

3 9 スwitching トランジスタ

4 1 トランス

4 2 3 次巻線

4 3 2 次巻線

4 5 コンデンサ

4 6 ダイオード

4 7 コンデンサ

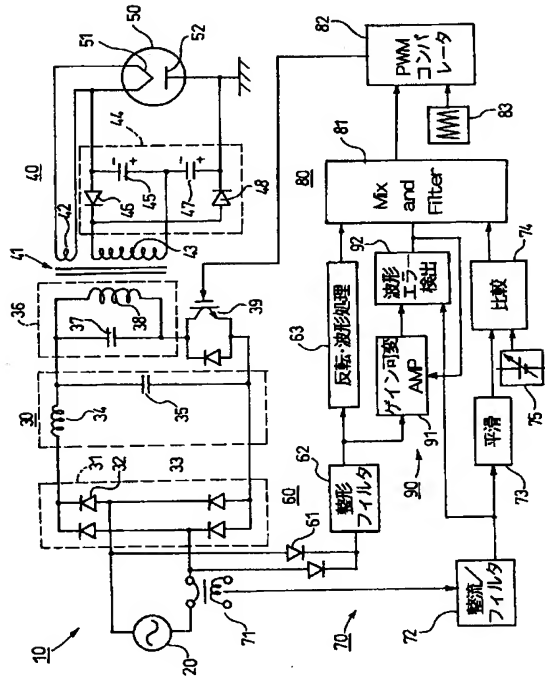
4 8 ダイオード

- 50 マグネトロン
- 51 カソード
- 52 アノード
- 61 ダイオード
- 62 整形回路
- 63 反転・波形処理回路
- 71 電流検知手段
- 72 整流回路
- 73 平滑回路
- 74 比較回路
- 75 出力設定部
- 81 ミックスアンドフィルタ回路
- 82 PWMコンパレータ
- 83 ノコギリ波発生回路
- 91 ゲイン可変アンプ回路
- 92 波形エラー検出回路
- 620 基準信号変換回路
- 740 比較器
- 741 増加・下降特性差処理機能回路
- 810 高周波カットフィルタ
- 910 高域成分カットフィルタ
- 921 リミット回路

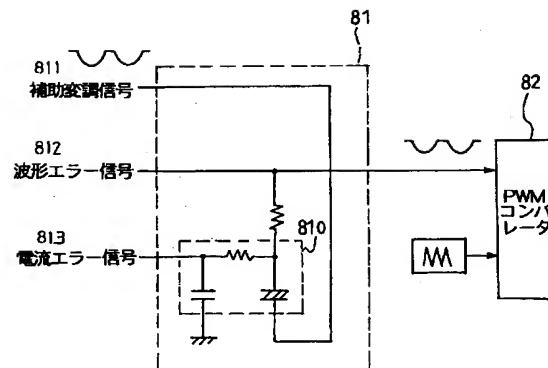
10

20

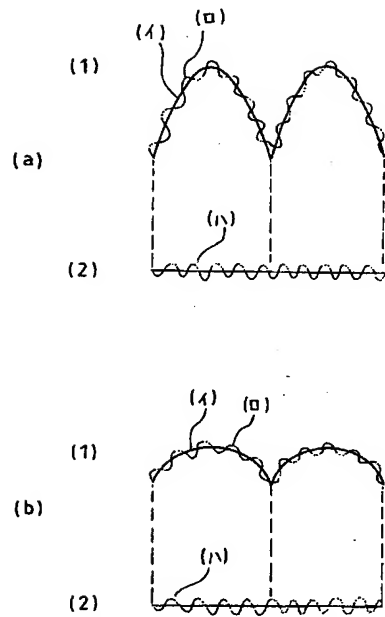
【図1】



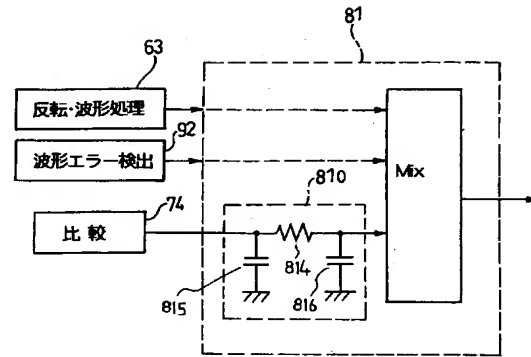
【図2】



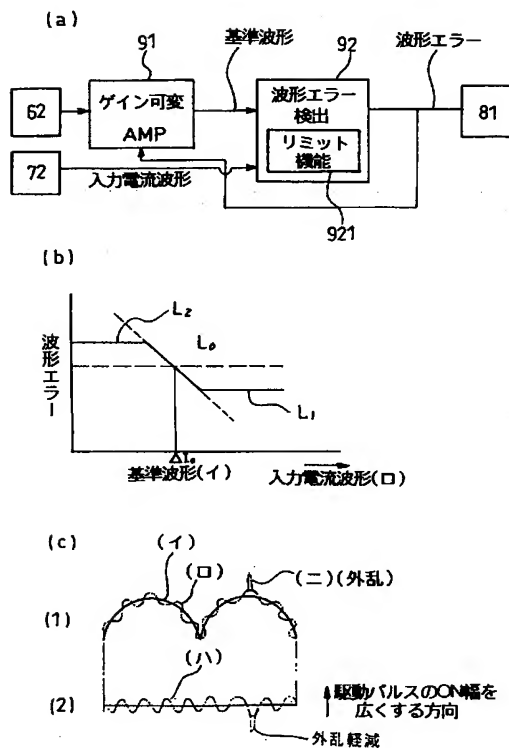
【図 3】



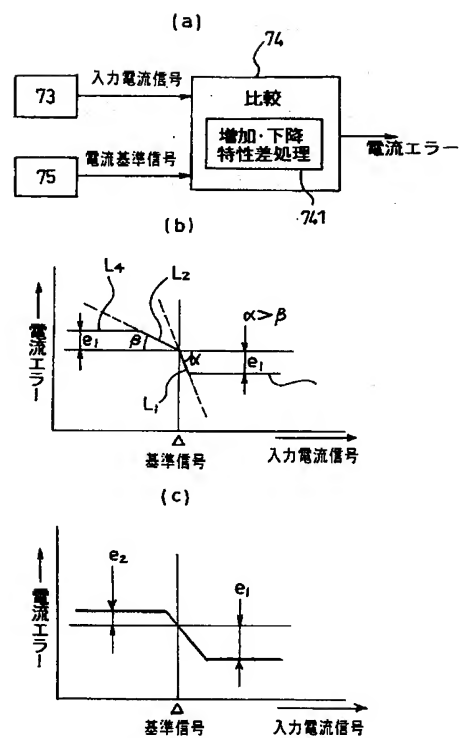
【図 4】



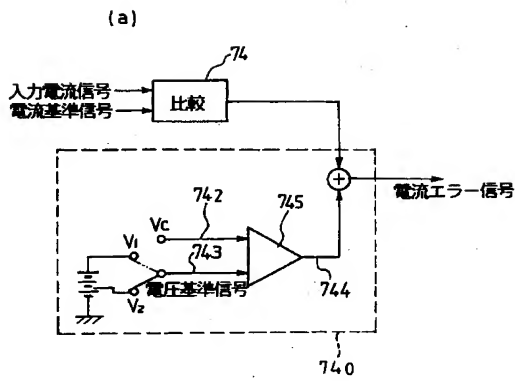
【図 5】



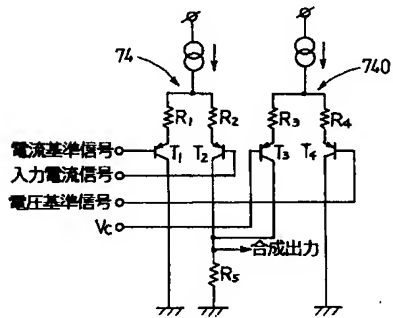
【図 6】



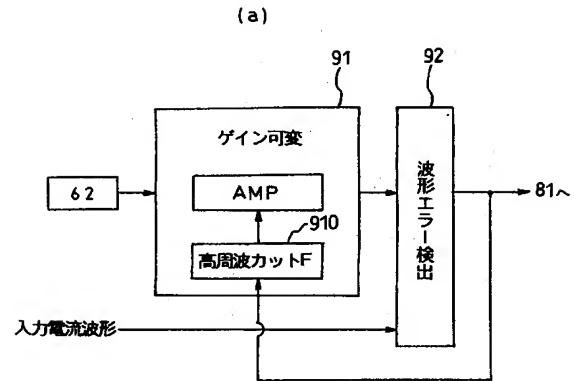
【図 7】



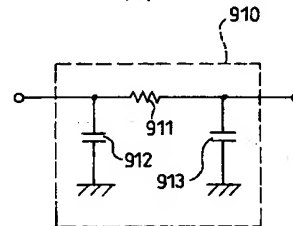
(b)



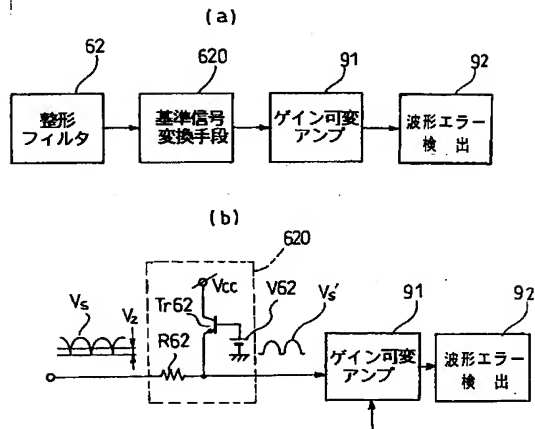
【図 8】



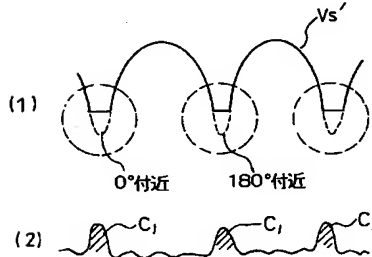
(b)



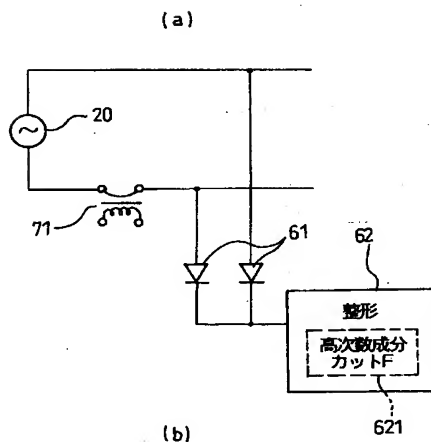
【図 9】



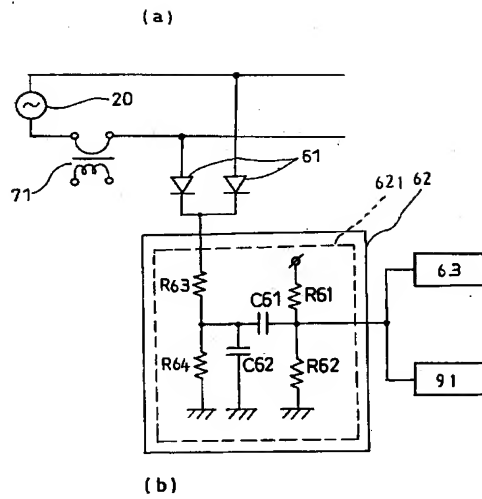
(c)



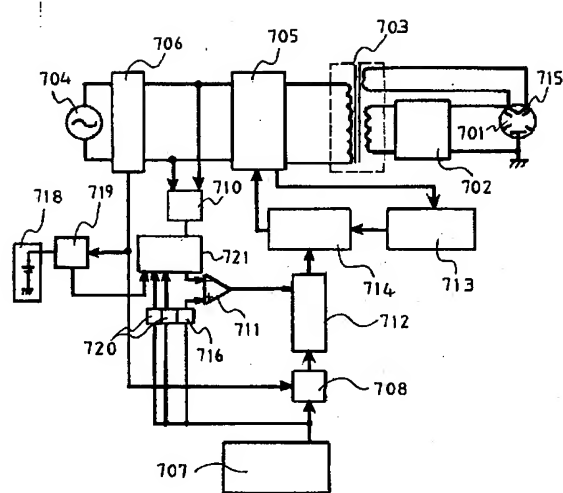
【図 10】



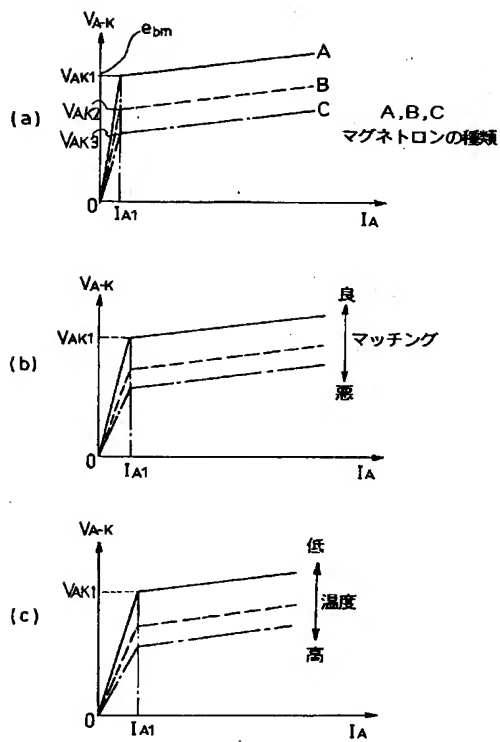
【図 1 1】



【図 1 2】



【図 1 3】



フロントページの続き

(72)発明者 末永 治雄
大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内
(72)発明者 石尾 嘉朗
大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内
(72)発明者 安井 健治
大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内
Fターム(参考) 3K086 AA10 CD01 CD11 CD21 DA02 DB03 DB11 DB21